

15. 01. 04

**PRIORITY  
DOCUMENT**

SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

**INPI**  
INSTITUT  
NATIONAL DE  
LA PROPRIETE  
INDUSTRIELLE

# BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITE - CERTIFICAT D'ADDITION

REC'D 04 FEB 2004

WIPO

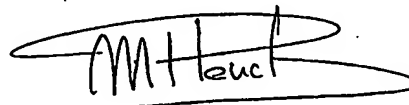
PCT

## COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le 08 DEC. 2003

Pour le Directeur général de l'Institut  
national de la propriété industrielle  
Le Chef du Département des brevets



Martine PLANCHE

INSTITUT  
NATIONAL DE  
LA PROPRIETE  
INDUSTRIELLE

SIEGE  
26 bis, rue de Saint Petersburg  
75800 PARIS cedex 08  
Téléphone : 33 (0)1 53 04 53 04  
Télécopie : 33 (0)1 53 04 45 23  
www.inpi.fr

BEST AVAILABLE COPY



26 bis, rue de Saint Pétersbourg  
75800 Paris Cedex 08  
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

# BREVET D'INVENTION CERTIFICAT D'UTILITÉ

Code de la propriété intellectuelle - Livre VI



N° 11354\*01

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 1/2

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

09 540 VI / 260299

<b>REMISE DES PIÈCES</b> DATE <b>10 DEC 2002</b> LIEU <b>75 INPI PARIS F</b> N° D'ENREGISTREMENT <b>0215839</b> NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE PAR L'INPI <b>10 DEC. 2002</b>		<b>11 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE</b> À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE  Ivan CHAPEROT THALES INTELLECTUAL PROPERTY 13 avenue du Président Salvador Allendé 94117 ARCUEIL Cedex	
Vos références pour ce dossier (facultatif) <b>62941</b>			
Confirmation d'un dépôt par télécopie <input checked="" type="checkbox"/> N° attribué par l'INPI à la télécopie <b>2013 du 10.12.02</b>			
<b>12 NATURE DE LA DEMANDE</b>		Cochez l'une des 4 cases suivantes	
Demande de brevet <input checked="" type="checkbox"/>			
Demande de certificat d'utilité <input type="checkbox"/>			
Demande divisionnaire <input type="checkbox"/>			
Demande de brevet initiale N° _____ Date ____/____/____			
ou demande de certificat d'utilité initiale N° _____ Date ____/____/____			
Transformation d'une demande de brevet européen <i>Demande de brevet initiale</i> <input type="checkbox"/> N° _____ Date ____/____/____			
<b>13 TITRE DE L'INVENTION</b> (200 caractères ou espaces maximum)  PROCEDE DE CALIBRATION D'UNE SOURCE HYPERFREQUENCE.			
<b>14 DÉCLARATION DE PRIORITÉ</b> <b>OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE</b> <b>LA DATE DE DÉPÔT D'UNE</b> <b>DEMANDE ANTÉRIEURE FRANÇAISE</b>		Pays ou organisation _____ N° _____ Date ____/____/____ Pays ou organisation _____ N° _____ Date ____/____/____ Pays ou organisation _____ N° _____ Date ____/____/____ <input type="checkbox"/> S'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»	
<b>15 DEMANDEUR</b>		<input type="checkbox"/> S'il y a d'autres demandeurs, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»	
Nom ou dénomination sociale		THALES	
Prénoms			
Forme juridique		Société Anonyme	
N° SIREN		5 . 5 . 2 . 0 . 5 . 9 . 0 . 2 . 4	
Code APE-NAF			
Adresse	Rue	173, Boulevard Haussmann	
	Code postal et ville	75008	PARIS
Pays		FRANCE	
Nationalité		FRANCAISE	
N° de téléphone (facultatif)			
N° de télécopie (facultatif)			
Adresse électronique (facultatif)			

REMISE DES PIÈCES DATE <b>18 DEC 2002</b> LIEU <b>75 INPI PARIS F</b> N° D'ENREGISTREMENT <b>0215839</b> NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI		Réservé à l'INPI	
Vos références pour ce dossier : (facultatif) <b>62964</b>			
<b>6 MANDATAIRE</b>			
Nom		CHAPEROT	
Prénom		Ivan	
Cabinet ou Société		THALES	
N° de pouvoir permanent et/ou de lien contractuel		8265	
Adresse	Rue	13, Avenue du Président Salvador Allende	
	Code postal et ville	94117	ARCUEIL Cedex
N° de téléphone (facultatif)		01.41.48.45.34	
N° de télécopie (facultatif)		01.41.48.45.01	
Adresse électronique (facultatif)		ivan.chaperot@thalesgroup.com	
<b>7 INVENTEUR (S)</b>			
Les inventeurs sont les demandeurs		<input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non Dans ce cas fournir une désignation d'inventeur(s) séparée	
<b>8 RAPPORT DE RECHERCHE</b>			
Établissement immédiat ou établissement différé		<input checked="" type="checkbox"/> Oui <input type="checkbox"/> Non	
Paiement échelonné de la redevance		Paiement en trois versements, uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non	
<b>9 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES</b>		Uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Requête pour la première fois pour cette invention (joindre un avis de non-imposition) <input type="checkbox"/> Requête antérieurement à ce dépôt (joindre une copie de la décision d'admission pour cette invention ou indiquer sa référence):	
Si vous avez utilisé l'imprimé «Suite», indiquez le nombre de pages jointes			
<b>10 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE</b> (Nom et qualité du signataire)  Ivan CHAPEROT		VISA DE LA PRÉFECTURE OU DE L'INPI  G. CONTE	

La présente invention concerne un procédé de calibration d'une source hyperfréquence. Elle s'applique notamment à la calibration de phase des sources élémentaires d'une antenne à réseau.

Une antenne à réseau comprend un réseau de sources  
5 élémentaires commandables en phase, chaque source étant reliée à un élément rayonnant. En commandant les phases des sources élémentaires de manière appropriée, il est possible de créer une onde plane dans une direction souhaitée. On peut ainsi effectuer un balayage électronique, c'est à dire modifier la direction du lobe principal en commandant la phase des  
10 différentes sources.

Cependant, des sources élémentaires peuvent se dérégler, produisant une phase différente de la phase commandée. Ces différences de phase apportent des limitations aux performances du balayage. Elles peuvent résulter notamment en une baisse du gain de l'antenne, une  
15 déformation du lobe principal, une augmentation du niveau des lobes secondaires et une déviation d'axe radioélectrique.

Il est connu d'effectuer des calibrations périodiques de la phase de chaque source élémentaire. Pour effectuer une calibration d'une source élémentaire :

- 20 - on ferme un circuit de calibration, le circuit de calibration comprenant une voie d'injection reliée à une voie de mesure par l'intermédiaire de la source à calibrer ;
- on injecte un signal de test à travers la source à calibrer, le signal de test étant injecté sur la voie d'injection,
- 25 - on mesure la phase  $\varphi_m$  du signal ayant traversé la source à calibrer, la phase du signal étant mesurée sur la voie de mesure.

Cependant, il existe des perturbations hyperfréquences faussant les mesures de phase de chaque source élémentaire. Un but de l'invention est d'améliorer la calibration en corrigeant les perturbations hyperfréquences  
30 provenant de l'isolation électromagnétique imparfaite du circuit de calibration.

A cet effet :

- on mesure l'amplitude  $A_m$  du signal ayant traversé la source, l'amplitude du signal étant mesurée sur la voie de mesure ;
- on ouvre le circuit de calibration au niveau de l'élément à calibrer ;

- on injecte le signal de test sur la voie d'injection ;
- on mesure la phase  $\varphi_f$  et l'amplitude  $A_f$  du signal présent sur la voie de mesure ;
- on détermine une valeur de phase  $\varphi_c$  corrigée, cette phase corrigée étant la phase d'un nombre complexe  $U_c$ , calculé à partir de deux nombres complexes  $U_m$  et  $U_f$ , où :

$$U_m = A_m \cdot \exp(i \cdot \varphi_m)$$

$$10 \quad U_f = A_f \cdot \exp(i \cdot \varphi_f)$$

La calibration selon l'invention présente l'avantage d'être utilisable dans des antennes à réseau, même lorsque l'une des sources (en panne) refuse de se désactiver. L'invention permet à partir des mêmes mesures de tester et de localiser une source en panne.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description détaillée suivante présentée à titre d'illustration non limitative et faite en référence aux figures annexées, lesquelles représentent :

- la figure 1, un exemple de radar équipé d'un circuit de calibration ;
- la figure 2, une source à calibrer dans le radar de l'exemple représenté sur la figure 1 ;
- la figure 3, un exemple de sélecteur hyperfréquence utilisable dans le circuit de calibration représenté sur la figure 1 ;
- les figures 4 et 5, un commutateur hyperfréquence à deux positions, chaque figure représentant le commutateur une position différente ;
- la figure 6, une représentation géométrique de nombres complexes intervenant dans la mise en œuvre de l'invention ;
- la figure 7, un exemple d'antenne à réseau, le radar étant équipé d'un circuit de calibration ;
- la figure 8, un exemple d'antenne à réseau configurée avec deux étages de distributeurs passifs, le radar étant équipé d'un circuit de calibration.

On se réfère maintenant à la figure 1 sur laquelle est représenté un exemple de radar équipé d'un circuit de calibration.

Le radar peut fonctionner en mode émission ou en mode réception. Lorsque le radar fonctionne en mode émission, un générateur T1 de signaux délivre des impulsions hyperfréquences. Les impulsions hyperfréquences se propagent sur une voie d'émission V2, V4. Elles sont ensuite acheminées par l'intermédiaire d'un circulateur R1 vers une voie d'émission et de réception V5. La voie d'émission et de réception V5 comprend une source commandable M et un élément rayonnant W. Les impulsions hyperfréquences sont émises sous forme d'ondes par l'élément rayonnant W.

Lorsque le radar fonctionne en mode réception, l'élément rayonnant W reçoit des ondes hyperfréquences. L'élément rayonnant W convertit les ondes en un signal hyperfréquence qui se propage sur la voie d'émission et de réception V5. Le signal est ensuite acheminé par l'intermédiaire du circulateur R1 sur une voie de réception V6. La voie de réception comprend un amplificateur A2. Un récepteur à démodulation synchrone T2 permet de transposer le signal hyperfréquence reçu en un signal vidéo. Le signal vidéo est numérisé par un convertisseur analogique numérique (C.A.N.) T6. L'amplitude et la phase du signal numérisé sont enregistrés dans une mémoire T5.

On se réfère à la figure 2 sur laquelle est représenté un exemple de source M. La source peut être de type modulaire. Elle peut être active ou passive. La source représentée est une source active. Les éléments actifs de la source comprennent un amplificateur de puissance A3, destiné à amplifier le signal hyperfréquence en mode émission, et un amplificateur faible bruit A4, destiné à amplifier le signal hyperfréquence en mode réception. Les amplificateurs A3 et A4 sont chacun sur une voie propre, ces deux voies étant regroupées par un circulateur R2 du côté de l'élément rayonnant, et un sélecteur R3 à deux positions et trois entrées-sorties de l'autre côté.

Les amplificateurs A3 et A4 commandables. Lorsqu'un amplificateur reçoit la commande marche, son alimentation se coupe. Lorsqu'il reçoit la commande marche, l'amplificateur est alimenté. Lorsque l'on commande l'arrêt de l'amplificateur A3 et/ou A4, on ouvre la voie hyperfréquence de l'amplificateur correspondant. On peut ainsi désactiver la

source, en mode émission et/ou en mode réception, en coupant l'alimentation de l'amplificateur A3 et/ou A4.

La source M comprend en outre un déphaseur E2 commandable qui permet de modifier la phase des signaux hyperfréquences en mode  
 5 émission ou réception. La source M peut aussi comprendre un atténuateur E1 commandable. L'atténuateur commandable permet de modifier l'amplitude des signaux hyperfréquences en mode émission ou réception. L'atténuateur E1 et le déphaseur E2 peuvent être du type à bits programmables.

10 On se réfère à la figure 1. Le radar comprend en outre un circuit de calibration intégré. Ce circuit comprend un sélecteur hyperfréquence K muni de quatre entrées-sorties P1 à P4. Le sélecteur K est commandé pour aiguiller le signal hyperfréquence selon le chemin souhaité entre ses entrées-  
 15 sorties. Le sélecteur K est placé sur la voie d'émission V2, V4 entre l'amplificateur A1 et le circulateur R1. La sortie de l'amplificateur A1 est reliée à l'entrée-sortie P4. L'entrée du circulateur R1 est reliée à l'entrée-sortie P2. Le circuit de calibration comprend en outre deux voies hyperfréquences V1 et V3. La voie hyperfréquence V1 relie l'entrée-sortie P1 du sélecteur K à un premier coupleur hyperfréquence C1. Le coupleur C1 est placé entre  
 20 l'élément rayonnant W et la source M. La voie hyperfréquence V3 relie l'entrée-sortie P3 à un second coupleur hyperfréquence C2. Le coupleur hyperfréquence C2 est placé entre l'amplificateur A2 et le récepteur T2. La voie V1, respectivement V2, est terminée par une charge adaptée au niveau du coupleur C1, respectivement C2. La charge, par exemple de 50 Ohm,  
 25 permet d'éviter les réflexions parasites sur le circuit de calibration.

On se réfère maintenant à la figure 3 sur laquelle est représenté un exemple de réalisation du sélecteur K. Le sélecteur K comprend par exemple trois commutateurs K1, K2, K3. Chaque commutateur est un commutateur à deux positions, possédant quatre entrées-sorties reliées deux  
 30 à deux, une commande (notée 0 ou 1) permettant de changer la configuration du commutateur. Une première entrée-sortie du commutateur K2 forme l'entrée-sortie P1 du sélecteur K. Une seconde entrée-sortie du commutateur K2 forme l'entrée-sortie P3 du sélecteur K. Une troisième entrée-sortie du commutateur K2 est reliée à une première entrée-sortie du  
 35 commutateur K3. Une seconde entrée sortie du commutateur K3 est reliée à

une première entrée-sortie du commutateur K1. Une troisième entrée-sortie du commutateur K3 est reliée à la quatrième entrée-sortie du commutateur K2. La quatrième entrée-sortie du commutateur K3 est reliée à une charge. Une seconde entrée-sortie du commutateur K1 forme l'entrée-sortie P4 du sélecteur K. Une troisième entrée-sortie du commutateur K1 forme l'entrée-sortie P2 du sélecteur K. La quatrième entrée-sortie du commutateur K1 est reliée à une charge.

On se réfère maintenant à la figure 4 sur laquelle est représenté le commutateur K1 dans une première position, commandée par 0. Dans cette position, la première entrée-sortie est reliée à la seconde ; la troisième entrée-sortie est reliée à la quatrième.

On se réfère maintenant à la figure 5 sur laquelle est représenté le commutateur K1 dans la seconde position (représentée aussi sur la figure 3), commandée par 1. Dans cette seconde position, la première entrée-sortie est reliée à la quatrième ; la seconde entrée-sortie est reliée à la troisième.

Lorsque le commutateur K2 est dans une première position (représentée sur la figure 3), commandée par 0, la première entrée-sortie est reliée avec la seconde ; la troisième entrée-sortie est reliée à la quatrième. Dans la seconde position (non représentée), commandée par 1, la première entrée-sortie est reliée à la quatrième ; la seconde entrée-sortie est reliée à la troisième.

Lorsque le commutateur K3 est dans une première position (représentée sur la figure 3), commandée par 0, la première entrée-sortie est reliée à la seconde ; la troisième entrée-sortie est reliée à la quatrième. Dans la seconde position (non représentée), commandée par 1, la première entrée-sortie est reliée à la quatrième ; la seconde entrée-sortie est reliée à la troisième.

On se réfère à la figure 1. Le radar comprend une unité de calcul T4 reliée fonctionnellement à la mémoire T5 d'une part, et à une unité de commande et de contrôle T3 d'autre part. L'unité de commande et de contrôle permet de commander les sources (déphaseur, atténuateur, amplificateurs, sélecteur), le sélecteur (commutateurs K1, K2, K3), et les amplificateurs A1 et A2.



Le circuit de calibration permet de calibrer le mode émission ou réception. On décrit maintenant une calibration du mode émission. La calibration selon l'invention peut être effectuée à partir de deux mesures au moins, dont l'ordre est indifférent.

5 Lors d'une première mesure, appelée ci-après mesure de test, le sélecteur K est configuré de manière à relier l'entrée-sortie P4 avec l'entrée-sortie P2 d'une part, et d'autre part l'entrée-sortie P1 avec l'entrée-sortie P3. Le commutateur K1 reçoit la commande 1, le commutateur K2 reçoit la commande 0, le commutateur K3 reçoit la commande 0 ou 1. L'amplificateur  
10 A3 (voir figure 2) reçoit la commande marche. L'amplificateur A4 reçoit la commande arrêt. Le générateur T1 émet un signal de test à une fréquence déterminée. Ce signal de test se propage, comme lorsque le radar est en mode émission, à travers la voie d'émission V4, V2, le circulateur R1, la voie d'émission-réception V5, la source M. Le coupleur C1 permet de prélever  
15 une fraction de ce signal sur la voie V1. La fraction de signal prélevé se propage ensuite sur la voie V3 jusqu'au récepteur T2 (via le coupleur C2). Le récepteur mesure la phase  $\varphi_m$  et l'amplitude  $A_m$  de ce signal. Cette première mesure est mémorisée dans la mémoire T5.

Lors d'une seconde mesure, appelée ci-après mesure  
20 d'interférence, le sélecteur K est configuré de la même manière que pour la mesure de test. Cependant, le circuit de calibration est ouvert au niveau de la source M. A cet effet, l'amplificateur A3 reçoit la commande arrêt. Le générateur émet le même signal de test que lors de la mesure de test. Le circuit de calibration étant ouvert, aucun signal ne devrait être reçu par le  
25 récepteur. Cependant, un signal provenant des fuites et ou des interférences entre les différents éléments hyperfréquences se propage jusqu'au récepteur. Le récepteur T2 mesure la phase  $\varphi_f$  et l'amplitude  $A_f$  de ce signal interférent (ou de "fuite").

On se réfère maintenant à la figure 6, une représentation  
30 géométrique de nombres complexes intervenant dans la mise en œuvre de l'invention. On utilise les notations complexes suivantes :

$$U_m = A_m \cdot \exp(i \cdot \varphi_m)$$

35  $U_f = A_f \cdot \exp(i \cdot \varphi_f)$

$$i = \sqrt{-1}$$

Selon un mode de mise en œuvre de l'invention, on détermine un  
 5 nombre complexe  $U_c$ , représentant la valeur que devrait avoir le nombre  
 complexe  $U_m$  en l'absence d'interférences :

$$U_c = U_m - U_f$$

10 Le nombre complexe  $U_c$  peut se représenter dans le plan  
 complexe (voir figure 6) comme une différence de deux vecteurs ( $U_m$  et  $U_f$ ).  
 La phase  $\varphi_c$  et l'amplitude  $A_c$  de  $U_c$  peuvent être déterminées à partir des  
 relations suivantes :

$$15 \quad A_c = \sqrt{A_m^2 + A_f^2 - 2 \cdot A_m \cdot A_f \cdot \cos(\varphi_m + \varphi_c)}$$

$$\varphi_c = \text{ATAN2}(A_m \cdot \cos(\varphi_m) - A_f \cdot \cos(\varphi_f); A_m \cdot \sin(\varphi_m) - A_f \cdot \sin(\varphi_f))$$

où  $\text{ATAN2}(x,y)$  est une fonction qui renvoie un angle qui est  
 20 l'arctangente des coordonnées  $x$  et  $y$ , cet angle étant compris entre  $-180^\circ$  et  
 $180^\circ$ , en excluant  $-180^\circ$ .

L'invention permet de corriger les erreurs causées par les  
 interférences lors des calibration de phase, sans pour autant nécessiter de  
 modifier le circuit de calibration.

25

Selon un mode de mise en œuvre avantageux, on effectue une  
 troisième mesure, appelée ci-après mesure de référence, étant entendu que  
 l'ordre dans lequel sont effectuées les mesures est indifférent. La mesure de  
 référence est effectuée en couplant la sortie du générateur T1 vers le  
 30 récepteur T2. Le sélecteur K est configuré de manière à relier l'entrée-sortie  
 P4 avec l'entrée-sortie P3. Le commutateur K1 reçoit la commande 0, le  
 commutateur K2 reçoit la commande 1, le commutateur K3 reçoit la  
 commande 0. De cette manière la voie d'émission V4 (avec l'amplificateur  
 A1) est reliée directement au récepteur T2. Dans cette configuration du  
 35 sélecteur, le générateur T1 émet le même signal de test que pour les deux

autres mesures (de test et d'interférence). Le récepteur T2 mesure la phase  $\varphi_r$ , et éventuellement l'amplitude  $A_r$  de ce signal, appelé signal de référence. Cette mesure additionnelle est mémorisée dans la mémoire T5.

5 La mesure de référence peut être effectuée lors de chaque calibration. Elle permet de s'affranchir des fluctuations à long terme (par exemple pendant 30 minutes) entre deux calibrations successives de la source M, ces fluctuations pouvant provenir des fluctuations du signal de test délivré par le générateur T1.

10 En utilisant les mêmes notations complexes, la mesure de référence peut se représenter par un nombre complexe  $U_r$  :

$$U_r = A_r \cdot \exp(i \cdot \varphi_r)$$

15 On peut déterminer une phase  $\varphi$  et une amplitude  $A$  corrigées des fluctuations du générateur et du récepteur, ainsi que des interférences dans le circuit de calibration :

$$U = \frac{U_m - U_f}{U_r} = \frac{U_c}{U_r}$$

20 avec

$$U = A \cdot \exp(i \cdot \varphi)$$

25 A la différence des deux mesures précédentes (de test et d'interférence), il n'est pas nécessaire de mesurer l'amplitude  $A_r$  lorsqu'on cherche uniquement à calibrer la phase de la source :

$$\varphi = \varphi_c - \varphi_r$$

30 On décrit maintenant une calibration du mode réception. Cette calibration comprend les mêmes mesures que celles réalisées pour la calibration du mode émission, le sélecteur K étant configuré différemment.

Lors la mesure de test, le sélecteur K est configuré de manière à relier l'entrée-sortie P4 avec l'entrée-sortie P1. Le commutateur K1 reçoit la

commande 0, le commutateur K2 reçoit la commande 1, le commutateur K3 reçoit la commande 1. L'amplificateur A4 (voir figure 2) reçoit la commande marche. Le générateur T1 émet un signal de test à une fréquence déterminée. Ce signal de test se propage à travers une portion de la voie d'émission V4, la voie V1 puis à travers le coupleur C1. Le signal se propage  
 5 ensuite, comme lorsque le radar est en mode réception, à travers la source M, la voie d'émission-réception V5, le circulateur R1, l'amplificateur A2 jusqu'au récepteur T2. Le récepteur mesure la phase  $\phi_m$  et l'amplitude  $A_m$  de ce signal. La mesure de test est mémorisée dans la mémoire T5.

10 Lors de mesure d'interférence, le sélecteur K est configuré de la même manière que pour la mesure de test. Cependant, le circuit de calibration est ouvert au niveau de la source M. A cet effet, l'amplificateur A4 reçoit la commande arrêt. De la même façon que pour la calibration du mode émission, le récepteur T2 mesure la phase  $\phi_f$  et l'amplitude  $A_f$  du signal  
 15 interfèrent.

On effectue ensuite les mêmes traitements avec les mesures de test et d'interférence. Il est possible aussi de réaliser une mesure de référence (voir ci-dessus), cette mesure étant la même que l'on calibre le mode émission ou réception.

20 Que ce soit pour calibrer le mode émission ou réception, on ferme le circuit de calibration, le circuit de calibration comprenant une voie d'injection reliée à une voie de mesure par l'intermédiaire de la source M à calibrer. Pour calibrer le mode émission, la voie d'injection est formée par la voie d'émission V4, V2, V5 ; et la voie de mesure est formée par la voie V1, V3 couplant la source M au récepteur T2. Pour calibrer le mode réception, la  
 25 voie d'injection est formée par la voie V4, V1 amenant le signal à la source M ; et la voie de mesure est formée par la voie de réception V5, V6.

Afin d'effectuer la première mesure, on injecte un signal de test à  
 30 travers la source à calibrer M, le signal de test étant injecté sur la voie d'injection, on mesure la phase  $\phi_m$  du signal ayant traversé la source à calibrer, la phase du signal étant mesurée sur la voie de mesure, on mesure l'amplitude  $A_m$  du signal ayant traversé la source à calibrer, l'amplitude du signal étant mesurée sur la voie de mesure.

Afin d'effectuer la seconde mesure, on ouvre le circuit de calibration au niveau de la source à calibrer. Dans cet exemple, le circuit est ouvert lors d'une calibration du mode émission, respectivement réception, en coupant l'alimentation de l'amplificateur A3, respectivement A4 (avec une commande arrêt). On injecte le signal de test sur la voie d'injection, on mesure la phase  $\varphi_f$  et l'amplitude  $A_f$  du signal présent sur la voie de mesure.

Avec ces deux mesures, dont l'ordre est indifférent, on détermine une valeur de phase  $\varphi_c$  corrigée, cette phase corrigée étant la phase du nombre complexe  $U_c$ .

10

On se réfère maintenant à la figure 7 sur laquelle est représenté un exemple d'antenne à réseau équipée d'un circuit de calibration. Le circuit de calibration représenté sur la figure 1 est modifié en ajoutant un réseau de sources M et d'éléments rayonnants W. On utilise un indice p, variant de 1 à P, pour différencier les éléments (sources, éléments rayonnants) du réseau.

Deux distributeurs hyperfréquences passifs D1, D2 sont ajoutés respectivement sur les voies V1 et V5. Ces distributeurs permettent de séparer une voie hyperfréquence en P sous-voies, la puissance du signal étant divisée par P sur chacune de ces sous-voies.

Le distributeur D2 sépare la voie V5 en P sous-voies V5(p) d'émission et de réception. Chaque sous-voie d'émission et de réception V5(p) comprend un élément rayonnant W(p) et une source M(p). Toutes les sous-voies V5(p) se rejoignent au niveau du distributeur D2 pour former la voie V5, reliée au circulateur R1.

Le distributeur D1 sépare la voie V1 en P sous-voies V1(p). Un coupleur C1(p) termine chaque sous-voie V1(p). Par conséquent, l'entrée-sortie P1 du sélecteur K est reliée à P coupleurs C1(p).

Les calibrations sont effectuées pour chaque élément du réseau. Par conséquent, pour une fréquence donnée, on effectue P calibrations du mode réception et P calibrations du mode émission.

Pour un indice p donné, la calibration du mode réception ou émission de la source M(p) comprend les mêmes étapes que décrites ci-dessus, la seule différence étant que les autres sources M(k) avec k différent de p sont désactivées. Afin de désactiver une source M(k), on coupe l'alimentation de l'amplificateur A3(k) et A4(k).

Par conséquent la mesure d'interférence (phase  $\varphi_f$  et amplitude  $A_f$ ) est la même pour tous les indices  $p$ . La même mesure peut donc être utilisée lorsque  $p$  varie. En notations complexes, l'opération de correction d'interférence se traduit alors par :

5

$$U_c(p) = U_m(p) - U_f$$

Dans une antenne à réseau telle que celle représentée sur la figure 7, les interférences ont un niveau relatif non négligeable par rapport au  
 10 signal. En effet, les distributeurs D1, D2 entraînent des pertes importantes, ne serait-ce que parce que la puissance est divisée par  $P$ . Il est donc nécessaire d'émettre un signal puissant. De plus, les différents éléments (tels que les distributeurs passifs) sont rapprochés pour des raisons d'encombrement, ce qui induit des couplages parasites. Par conséquent, le  
 15 signal émis (puissant) peut se retrouver par couplage électromagnétique sur la voie de réception. L'invention permet de s'affranchir de ces interférences.

Certaines sources d'une antenne à réseau peuvent tomber en panne. Il peut arriver notamment que l'une des sources  $M(k)$  ne réponde pas  
 20 aux commandes de désactivation. En d'autres termes, l'alimentation de l'amplificateur  $A3(k)$  ou  $A4(k)$  ne se coupe pas malgré une commande dans ce sens.

Dans les procédés de calibration classique, il n'est alors plus possible d'effectuer de calibration. En effet, la désactivation de la source  
 25  $M(k)$  étant impossible, on obtient la somme des signaux de la source  $M(k)$  et  $M(p)$  lorsqu'on effectue la calibration de la source  $M(p)$ . Le procédé selon l'invention permet de résoudre ce problème. En effet, le signal provenant de la source  $M(k)$  se trouve à la fois dans le terme  $U_m$  et dans le terme  $U_f$ . Il s'élimine donc par différence entre ces deux termes.

30 Selon un mode de réalisation avantageux, on mesure l'amplitude  $A_c$ , et on compare cette amplitude à un seuil déterminé afin de détecter les pannes. Lorsque l'amplitude  $A_c$  est inférieure au seuil, la panne est détectée. On détecte de cette manière les pannes de désactivation que les pannes d'amplification (panne se traduisant par une baisse anormale de la puissance  
 35 de la source).

L'invention permet de localiser la position des sources défectueuses (panne de désactivation ou panne d'amplification) même si plusieurs sources du réseau sont en panne simultanément.

5                   Lorsqu'on effectue une calibration d'antenne à réseau, il est souhaitable de réduire au maximum le temps de calibration pour éviter de mobiliser le radar trop longtemps. A cet effet, une même mesure d'interférence peut, comme décrit ci-dessus, être utilisée pour plusieurs calibrations. Cependant, des fluctuations du récepteur ou du générateur  
10 peuvent entraîner une dégradation des performances de la calibration.

Selon un mode de réalisation avantageux, on ajoute un terme correctif  $\alpha$  à la mesure d'interférence, ce terme correctif étant un coefficient complexe corrigeant les fluctuations temporelles entre la mesure d'interférence et la mesure de test.

15                   La relation précédente devient :

$$U_c(p) = U_m(p) - \alpha \cdot U_f$$

On peut déterminer le terme  $\alpha$  en effectuant le rapport entre deux  
20 mesures de référence, une première mesure de référence étant concomitante avec la mesure de test, l'autre mesure de référence étant concomitante avec la mesure d'interférence. Des mesures sont dites concomitantes si elles sont suffisamment rapprochées dans le temps pour que les fluctuations temporelles soient négligeables. On corrige ainsi les  
25 fluctuations de la mesure d'interférence.

Par exemple, pour une fréquence donnée, on peut effectuer une mesure de référence suivie d'une mesure de calibration à un instant  $t_0$ . On note ces mesures  $U_r(t_0)$  et  $U_f(t_0)$ . On effectue ensuite une mesure de test et une mesure de référence pour chaque valeur de  $p$ , ces mesures étant  
30 effectuées à un instant  $t_p$ . On détermine alors la phase et/ou l'amplitude du nombre  $U_c(p)$  défini par la relation suivante :

$$U_c(p) = U_m(p) - \alpha(t_p) \cdot U_f(t_0)$$

35                   avec

$$\alpha(t_p) = \frac{U_r(t_p)}{U_r(t_0)}$$

On détermine la phase et/ou l'amplitude de  $U_c(p)$ , c'est à dire  
5 l'amplitude et la phase corrigée des interférences, par les relations  
suivantes :

$$A_c(p) = \sqrt{A_m^2(p) + A_f'^2(t_p) - 2 \cdot A_m^2(p) \cdot A_f'^2(t_p) \cdot \cos(\varphi_m(p) + \varphi_f'(p))}$$

10  $\varphi_c(p) = \text{ATAN2}(\text{Re}(U_c(p)); \text{Im}(U_c(p)))$

avec

$$\text{Re}(U_c(p)) = A_m(p) \cdot \cos(\varphi_m(p)) - A_f'(t_p) \cdot \cos(\varphi_f'(t_p))$$

15  $\text{Im}(U_c(p)) = A_m(p) \cdot \sin(\varphi_m(p)) - A_f'(t_p) \cdot \sin(\varphi_f'(t_p))$

$$A_f'(t_p) = \frac{A_r(t_p)}{A_r(t_0)} A_f(t_0)$$

20  $\varphi_f'(t_p) = \varphi_f(t_0) + \varphi_r(t_p) - \varphi_r(t_0)$

Bien entendu, il est possible d'effectuer plusieurs mesures de test  
pour une mesure de référence. Par exemple on peut effectuer une mesure  
de référence toutes les cinq mesures de test, le nombre total de mesures de  
25 test pouvant être de l'ordre de 1000.

Avantageusement, on corrige aussi les fluctuations temporelles  
long terme comme décrit ci-avant :

30  $U(p) = \frac{U_c(p)}{U_r(t_p)}$



Cette correction permet de s'affranchir des fluctuations entre la calibration de deux sources, si un laps de temps important sépare ces deux calibrations. C'est le cas notamment des antennes à réseau comprenant un grand nombre d'éléments, pour lesquelles la calibration de tous les éléments dure suffisamment longtemps pour que les fluctuations soient perceptibles.

On se réfère maintenant à la figure 8 sur laquelle est représenté un exemple d'antenne à réseau configurée avec deux étages de distributeurs passifs, le radar étant équipé d'un circuit de calibration. Ce radar comprend des éléments communs avec les radars représentés sur les figures 1 et 7.

La voie d'émission du radar comprend en partant du générateur de signaux T1 :

- la voie d'émission V4 sur laquelle est placé l'amplificateur A1, la voie d'émission V4 étant reliée à l'entrée-sortie P4 du sélecteur K ;
- la voie d'émission V2 sur laquelle est placé un premier distributeur passif D5, la voie d'émission V2 étant reliée à l'entrée-sortie P2 du sélecteur K, le distributeur passif divisant la voie d'émission V2 en Q sous-voies notées V2(q) ;
- des amplificateurs A5(q), un amplificateur A5(q) étant placé sur chaque sous-voie V2(q) ;
- des sous-voies d'émission et de réception V5(q), ces sous-voies étant au nombre de Q, chaque sous-voie V5(q) étant reliée à une sous-voie V2(q) par un circulateur R2(q) ;
- des distributeurs passifs D2(q), chaque distributeur passif étant placé sur une sous-voie V5(q) qu'il divise en P autres sous-voies V5(p,q) ;
- des sources M(p,q) et des éléments rayonnants W(p,q) placés sur chaque sous-voie V5(p,q).

Par rapport à l'architecture précédente, les amplificateurs A5 ont été ajoutés. Ils permettent de compenser les pertes en sortie du distributeur passif D5, ce qui améliore les performances du radar.

La voie de réception du radar comprend :

- les éléments rayonnants W(p,q) et les sources M(p,q) ;
- les distributeurs passifs D2(q) ;
- les circulateurs R2(q) ;

- des sous-voies  $V6(q)$  de réception, chaque sous voie étant reliée à un circulateur  $R2(q)$  ;
- un distributeur  $D4$ , regroupant les  $Q$  sous-voies  $V6(q)$  pour former la voie de réception  $V6$  ;
- 5 - l'amplificateur  $A2$ , placé sur la voie  $V6$  ;
- le récepteur  $T2$  à démodulation synchrone.

La voie  $V3$  du circuit de calibration est inchangée. Elle est couplée par l'intermédiaire du coupleur  $C2$  à la voie  $V6$  entre l'amplificateur  $A2$  et le récepteur  $T2$ .

- 10 La voie  $V1$  du circuit de calibration est divisée en  $Q$  sous-voies par un premier distributeur passif  $D3$ , chaque sous-voie étant à son tour divisée en  $P$  autre sous-voies par un distributeur passif  $D1(q)$ , ces  $P \times Q$  sous-voies étant couplées par des coupleurs  $C1(p,q)$ . Chaque coupleur  $C1(p,q)$  est placé entre l'élément rayonnant  $W(p,q)$  et la source  $M(p,q)$ .

- 15 On décrit maintenant un exemple des commandes appliquées lors des différentes mesures intervenant dans une calibration d'une source  $M(p,q)$ .

- Pour effectuer la mesure de test lors d'une calibration du mode de  
 20 réception de la source  $M(p,q)$ , le commutateur  $K1$  reçoit la commande 0, le commutateur  $K2$  reçoit la commande 1, le commutateur  $K3$  reçoit la commande 1, l'amplificateur  $A1$  reçoit la commande marche, les amplificateurs  $A5(k)$  reçoivent la commande arrêt, l'amplificateur  $A2$  reçoit la commande marche, l'amplificateur  $A4(p,q)$  reçoit la commande marche et les  
 25 autres amplificateurs  $A4(k,l)$  reçoivent la commande arrêt, les amplificateurs  $A3(k,l)$  reçoivent la commande arrêt.

- Pour effectuer la mesure d'interférence lors d'une calibration du mode de réception de la source  $M(p,q)$ , les amplificateurs  $A4(k,l)$  reçoivent tous la commande arrêt. Les autres commandes restent les mêmes que pour  
 30 la mesure de test. Par conséquent, on applique les mêmes commandes quelque soit la source  $M(p,q)$  considérée.

- Pour effectuer la mesure de test lors d'une calibration du mode d'émission de la source  $M(p,q)$ , le commutateur  $K1$  reçoit la commande 1, le commutateur  $K2$  reçoit la commande 0, le commutateur  $K3$  reçoit la  
 35 commande 0 ou 1, l'amplificateur  $A1$  reçoit la commande marche,

l'amplificateur A5(q) reçoit la commande marche et les autres amplificateurs A5(k) reçoivent la commande arrêt, l'amplificateur A2 reçoit la commande arrêt, l'amplificateurs A3(p,q) reçoit la commande marche et les autres amplificateurs A3(k,l) reçoivent la commande arrêt, les amplificateurs A4(k,l) reçoivent la commande arrêt.

Pour effectuer la mesure d'interférence lors d'une calibration du mode émission de la source M(p,q), les amplificateurs A3(k,l) reçoivent tous la commande arrêt. Les autres commandes restent les mêmes que pour la mesure de test. Par conséquent, on applique des commandes différentes lorsque l'indice q change. Il est donc nécessaire d'effectuer au minimum Q mesures d'interférence pour la calibration de l'émission des sources M(p,q).

Pour effectuer la mesure de référence, que ce soit lors d'une calibration de l'émission ou de la réception, quelle que soit la source M(p,q) considérée, le commutateur K1 reçoit la commande 0, le commutateur K2 reçoit la commande 1, le commutateur K3 reçoit la commande 0, l'amplificateur A1 reçoit la commande marche, les amplificateurs A5(k) reçoivent la commande arrêt, l'amplificateur A3 reçoit la commande arrêt, les amplificateurs A3(k,l) et A4(k,l) des sources M(k,l) reçoivent la commande arrêt.

Selon un autre mode de réalisation, on remplace les distributeurs passifs par des sélecteurs hyperfréquences.

Pour sélectionner une source à calibrer (lorsqu'on ferme le circuit de calibration), on peut alors aiguiller le signal de test vers cette source en commandant les sélecteurs, au lieu de commander l'arrêt des autres sources.

Pour ouvrir le circuit de calibration (mesure d'interférence), on peut alors aiguiller le signal hyperfréquence vers une charge, au lieu de commander l'arrêt de toutes les sources.

30

Bien entendu l'invention ne se limite pas à ces exemples de mise en œuvre. L'architecture du radar et/ou du circuit de calibration peut être différente. Le circuit de calibration peut être externe au radar. Le nombre de distributeurs/sélecteurs peut être différent. La calibration peut être effectuée à plusieurs fréquences et températures.

35

## REVENDICATIONS

1. Procédé de calibration de phase d'une source hyperfréquence, dans lequel :

- on ferme un circuit de calibration, le circuit de calibration comprenant une voie d'injection reliée à une voie de mesure par l'intermédiaire de la source à calibrer ;
- on injecte un signal de test à travers la source à calibrer, le signal de test étant injecté sur la voie d'injection,
- on mesure la phase  $\varphi_m$  du signal ayant traversé la source à calibrer, la phase du signal étant mesurée sur la voie de mesure, caractérisé en ce que :
- on mesure l'amplitude  $A_m$  du signal ayant traversé la source à calibrer, l'amplitude du signal étant mesurée sur la voie de mesure ;
- on ouvre le circuit de calibration au niveau de la source à calibrer ;
- on injecte le signal de test sur la voie d'injection ;
- on mesure la phase  $\varphi_f$  et l'amplitude  $A_f$  du signal présent sur la voie de mesure ;
- on détermine une valeur de phase  $\varphi_c$  corrigée, cette phase corrigée étant la phase d'un nombre complexe  $U_c$ , calculé à partir de deux nombres complexes  $U_m$  et  $U_f$ , où :

$$U_m = A_m \cdot \exp(i \cdot \varphi_m)$$

$$U_f = A_f \cdot \exp(i \cdot \varphi_f)$$

2. Procédé selon la revendication 1, dans lequel le nombre complexe  $U_c$  est donné par la relation suivante :

$$U_c = U_m - \alpha \cdot U_f$$

où  $\alpha$  est un coefficient complexe corrigeant les fluctuations temporelles de  $\varphi_f$  et  $A_f$  entre les mesures de  $\varphi_m$  et  $A_m$  d'une part, et de  $\varphi_f$  et  $A_f$  d'autre part, ce coefficient valant 1 en l'absence de correction.

3. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel on détermine une valeur d'amplitude corrigée  $A_c$ , cette amplitude corrigée étant l'amplitude du nombre complexe  $U_c$ .

- 5 4. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel le coefficient complexe  $\alpha$  est donné par la relation suivante :

$$\alpha = \frac{U_r(t_1)}{U_r(t_0)}$$

- 10 où  $U_r$  représente une mesure de la phase et de l'amplitude d'un signal de référence, la mesure  $U_r(t_1)$  étant concomitante avec la mesure de  $U_m$ , la mesure  $U_r(t_0)$  étant concomitante avec la mesure de  $U_f$ .

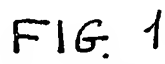


FIG. 1

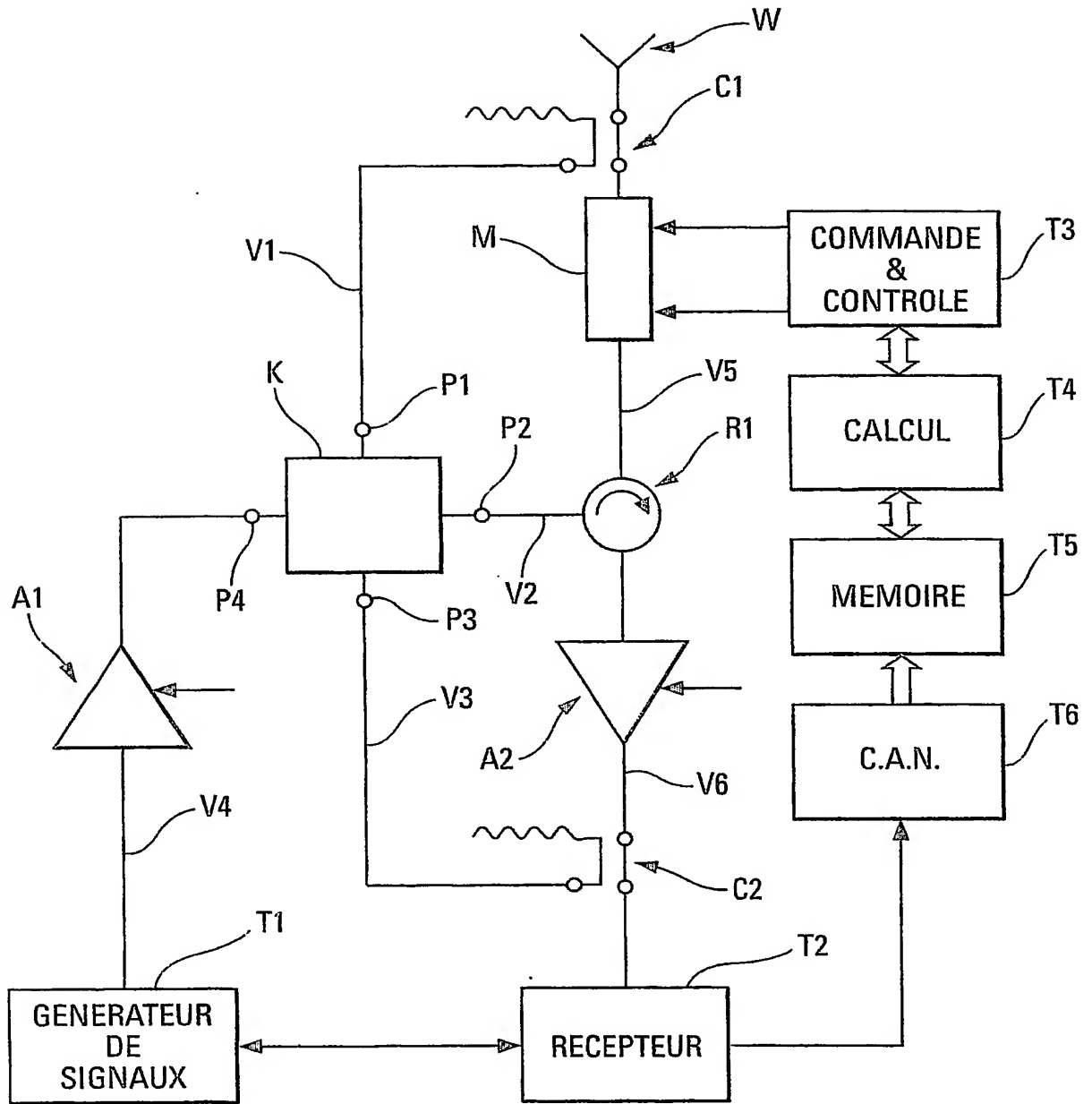
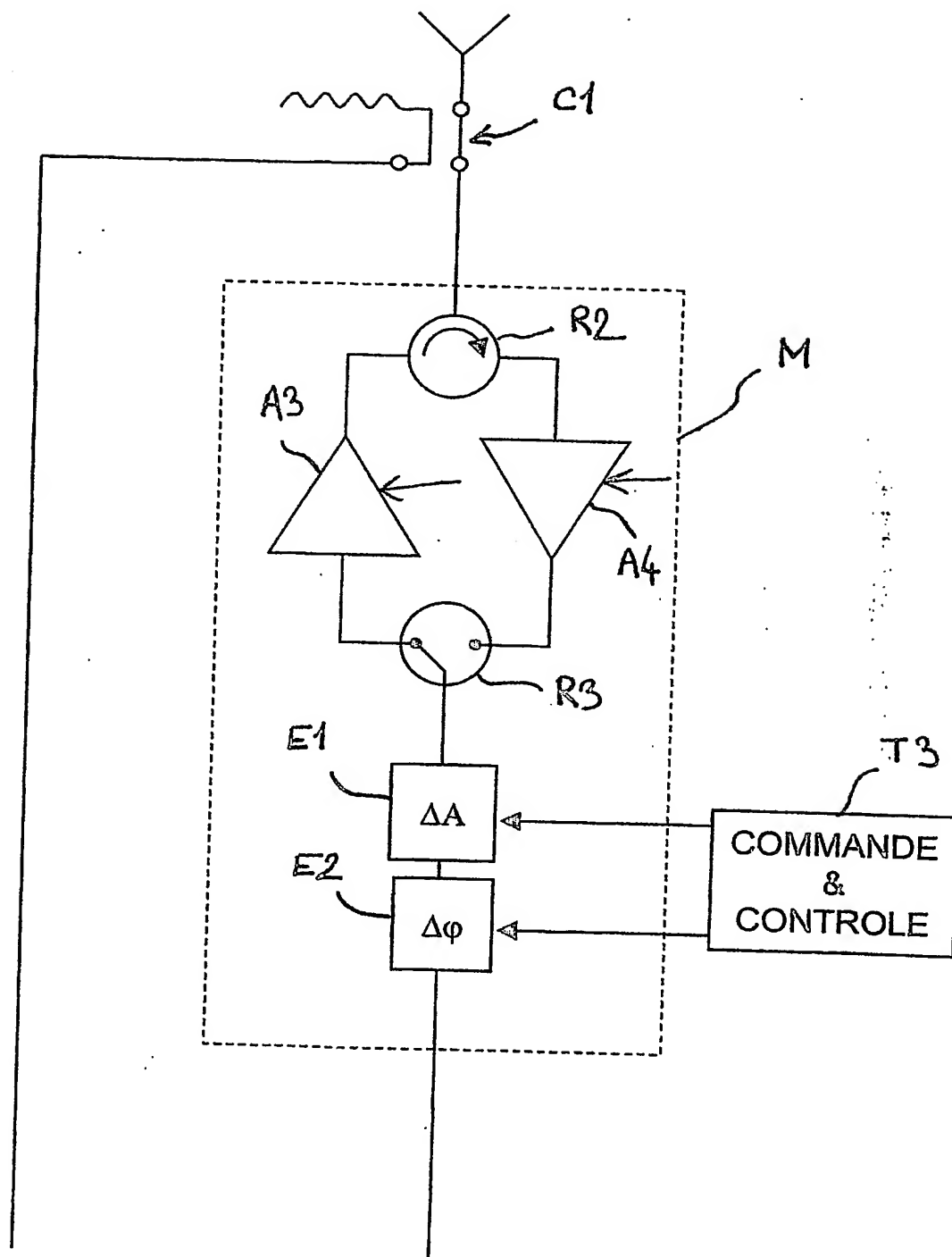


Fig. 1

FIG. 2



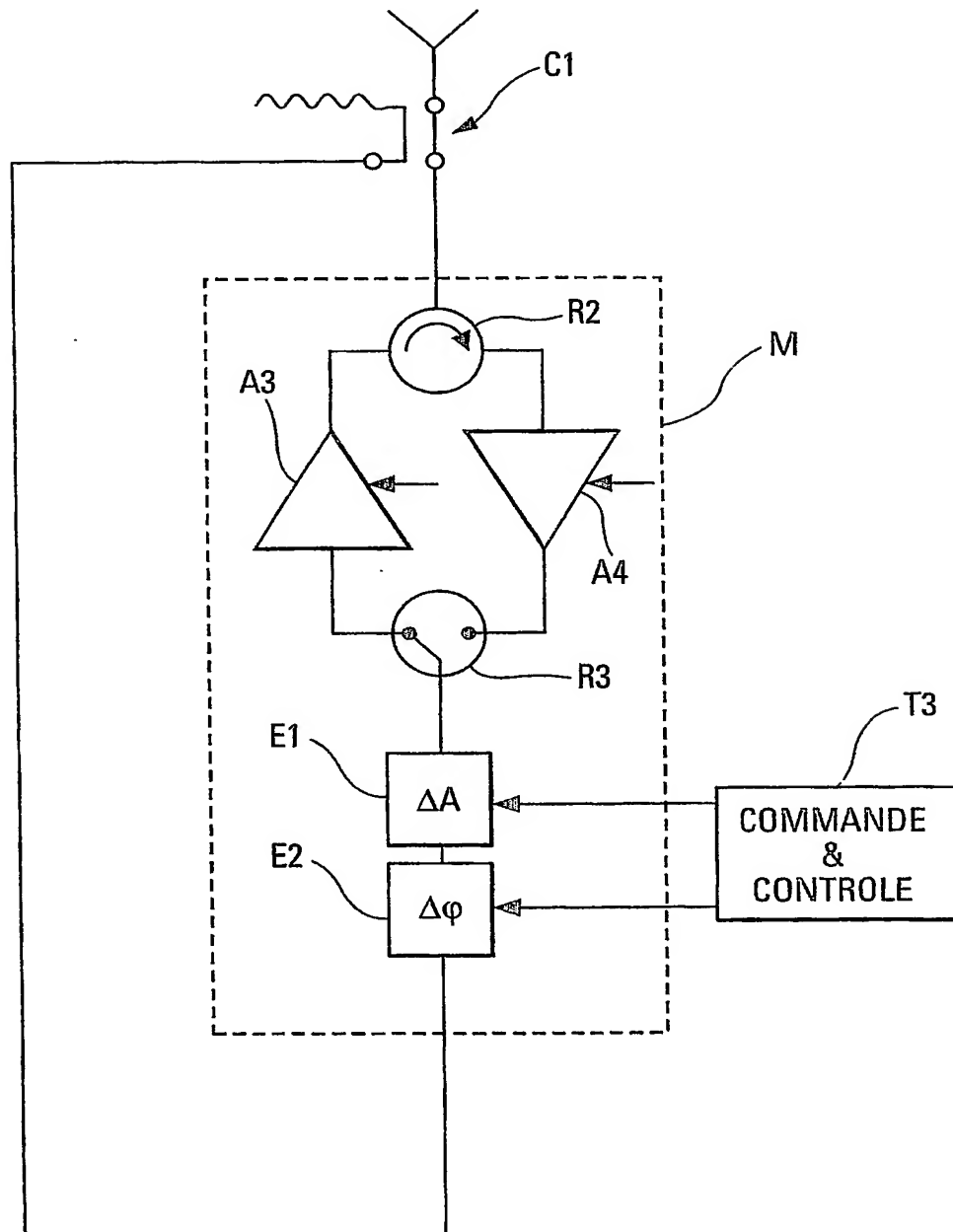


Fig. 2

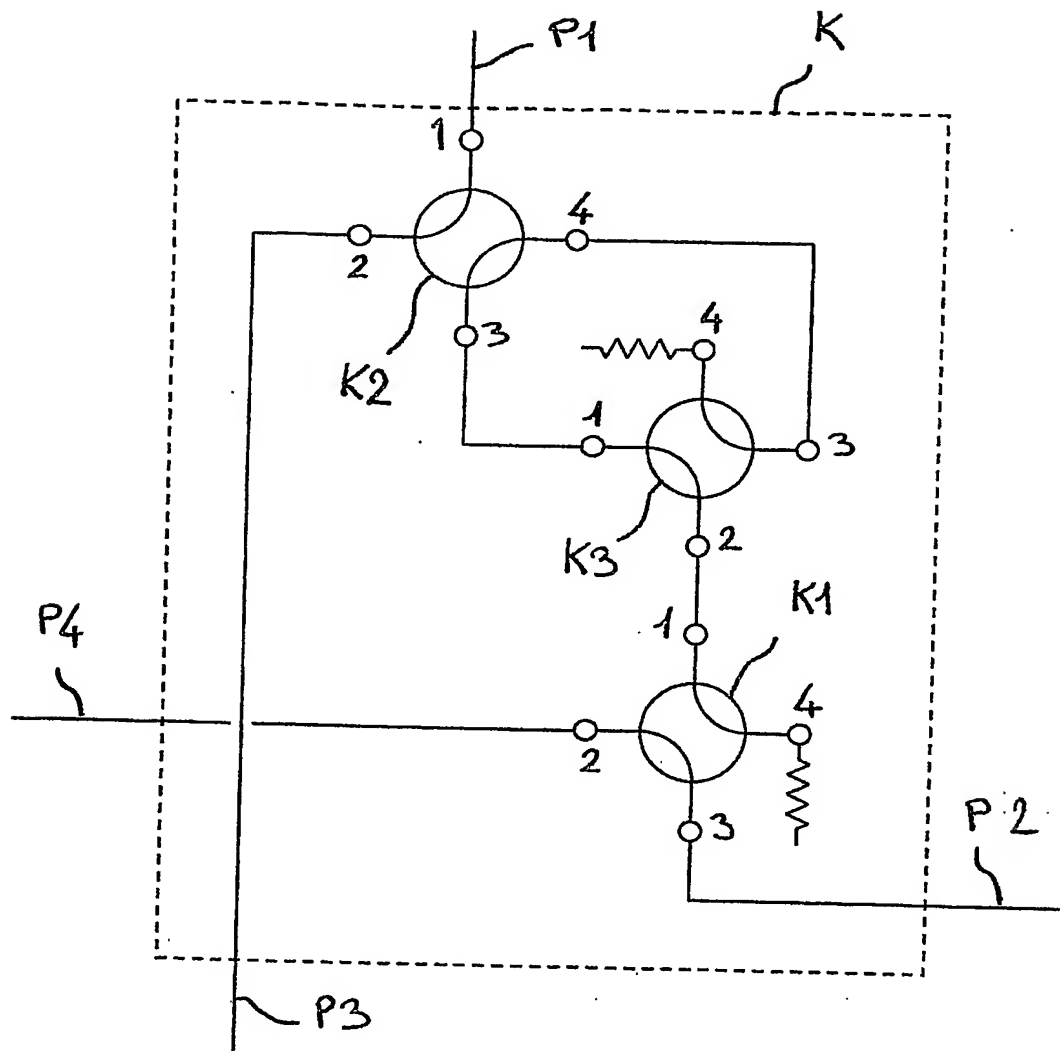


FIG. 3

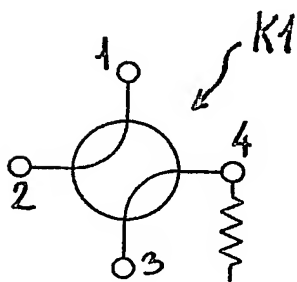


FIG. 4

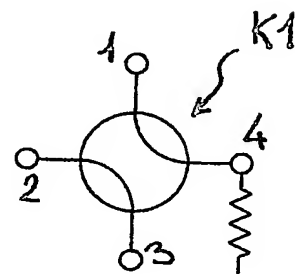


FIG. 5

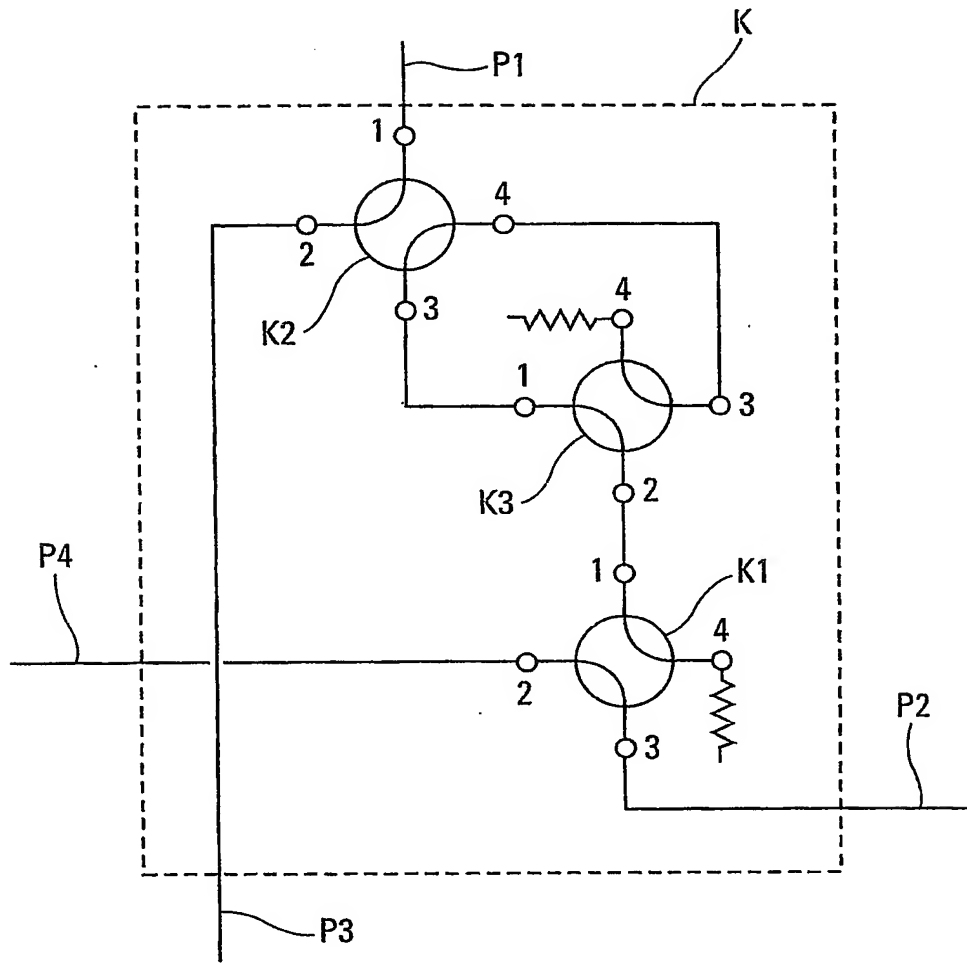


Fig. 3

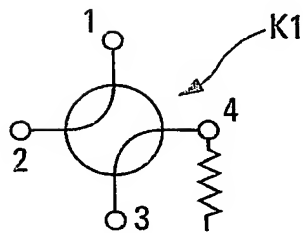


Fig. 4

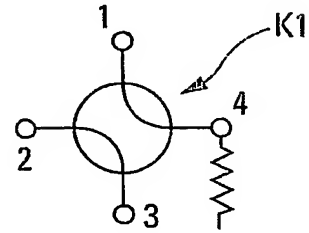


Fig. 5

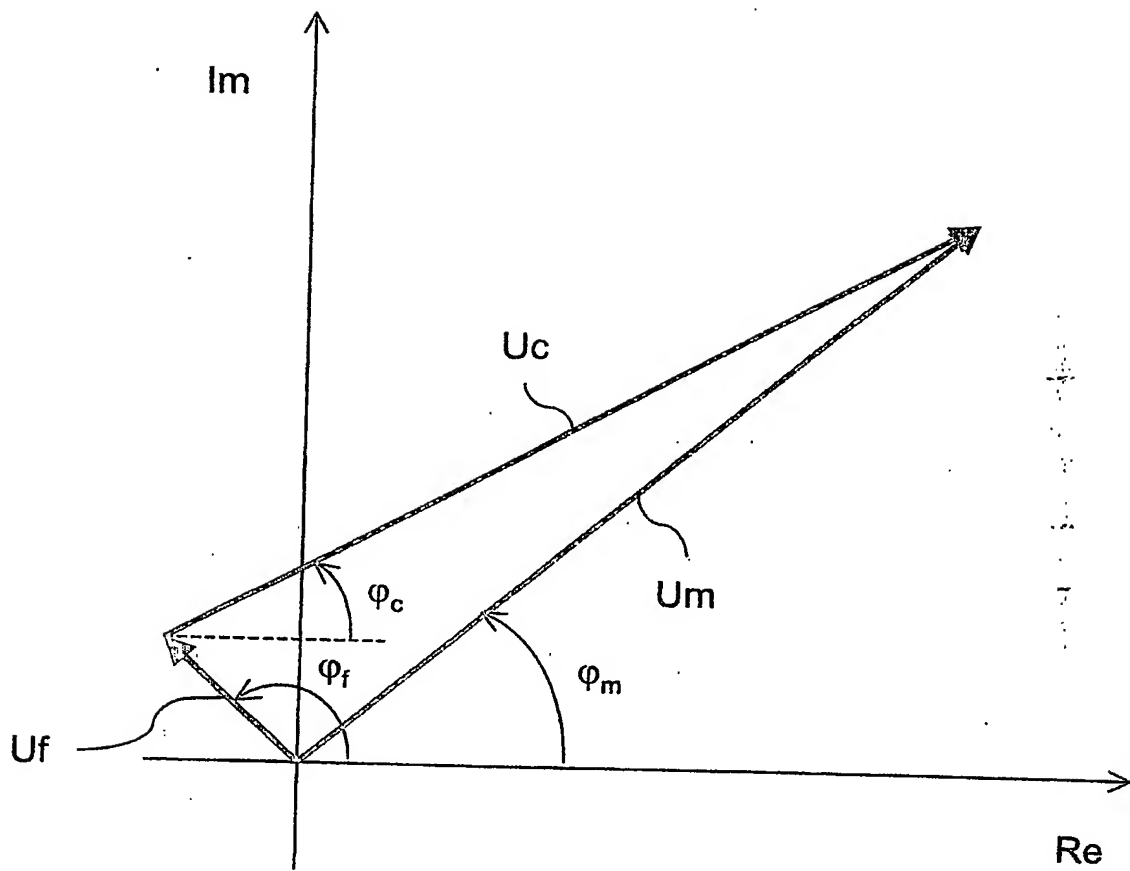


FIG. 6

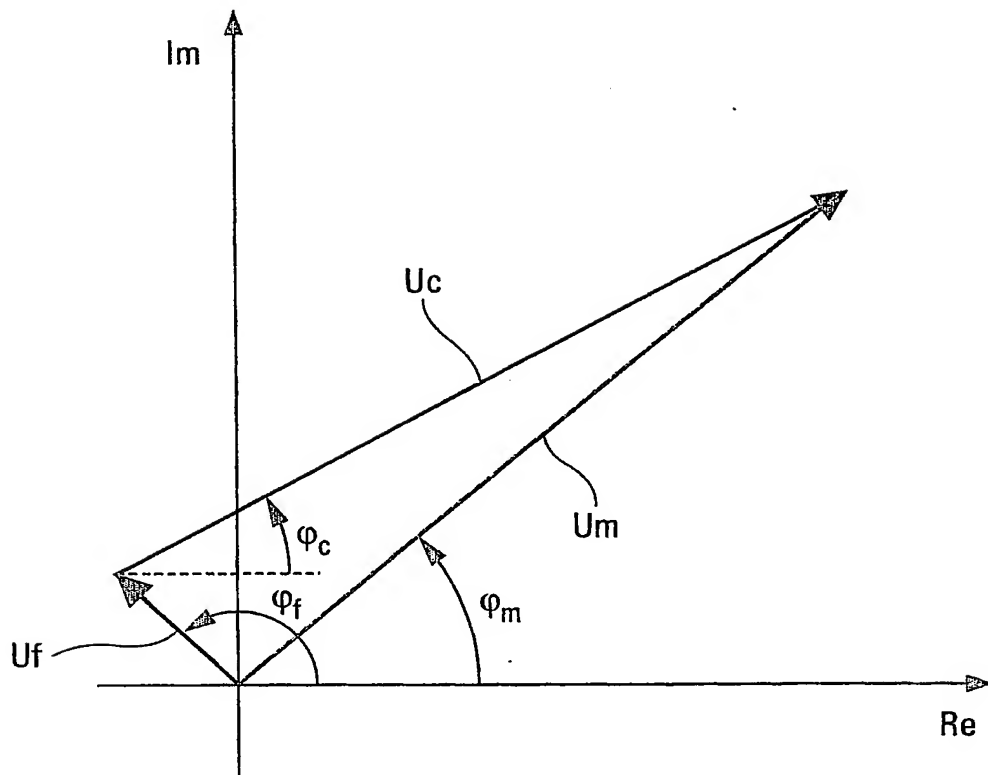


Fig. 6

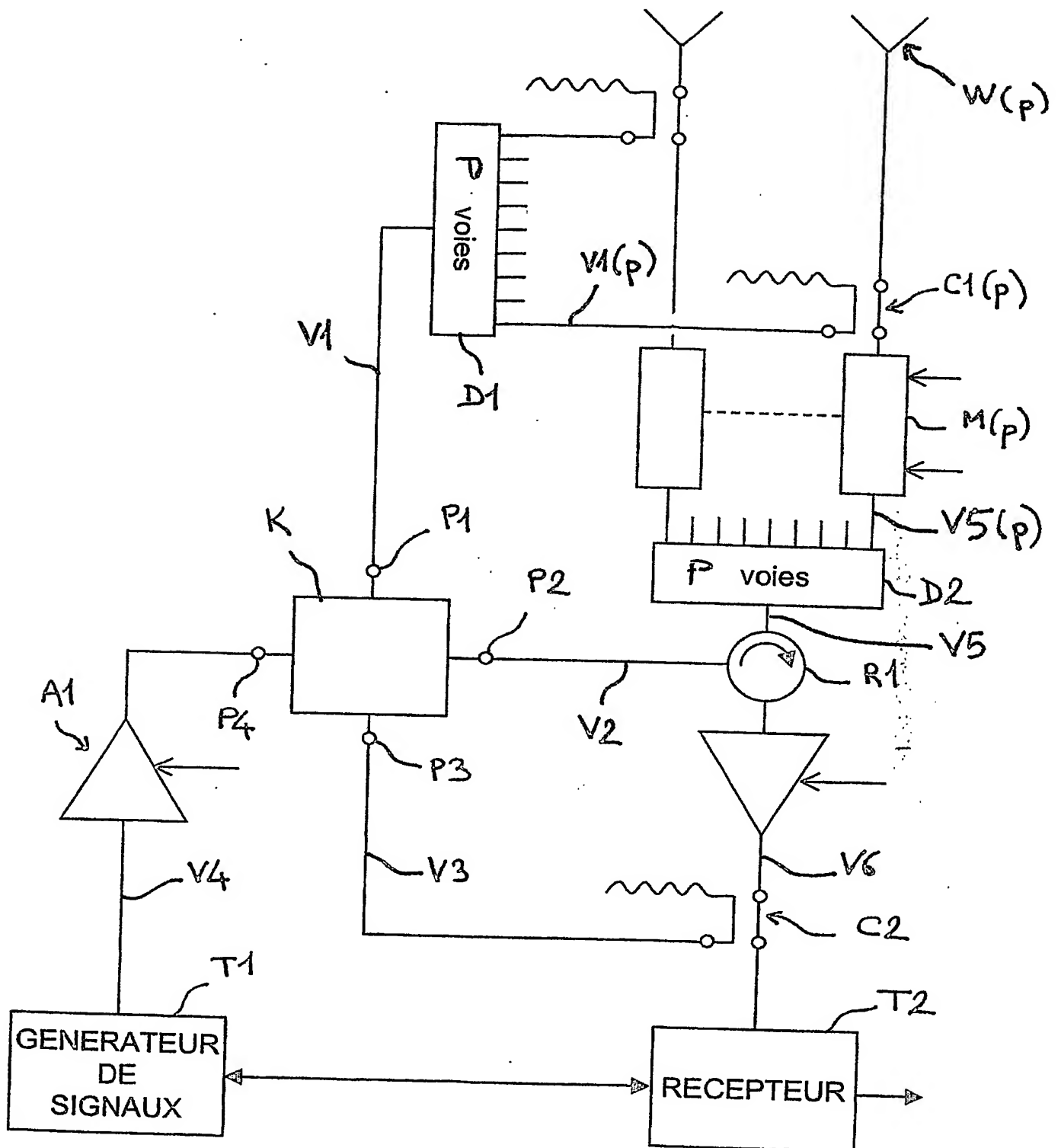


FIG. 7

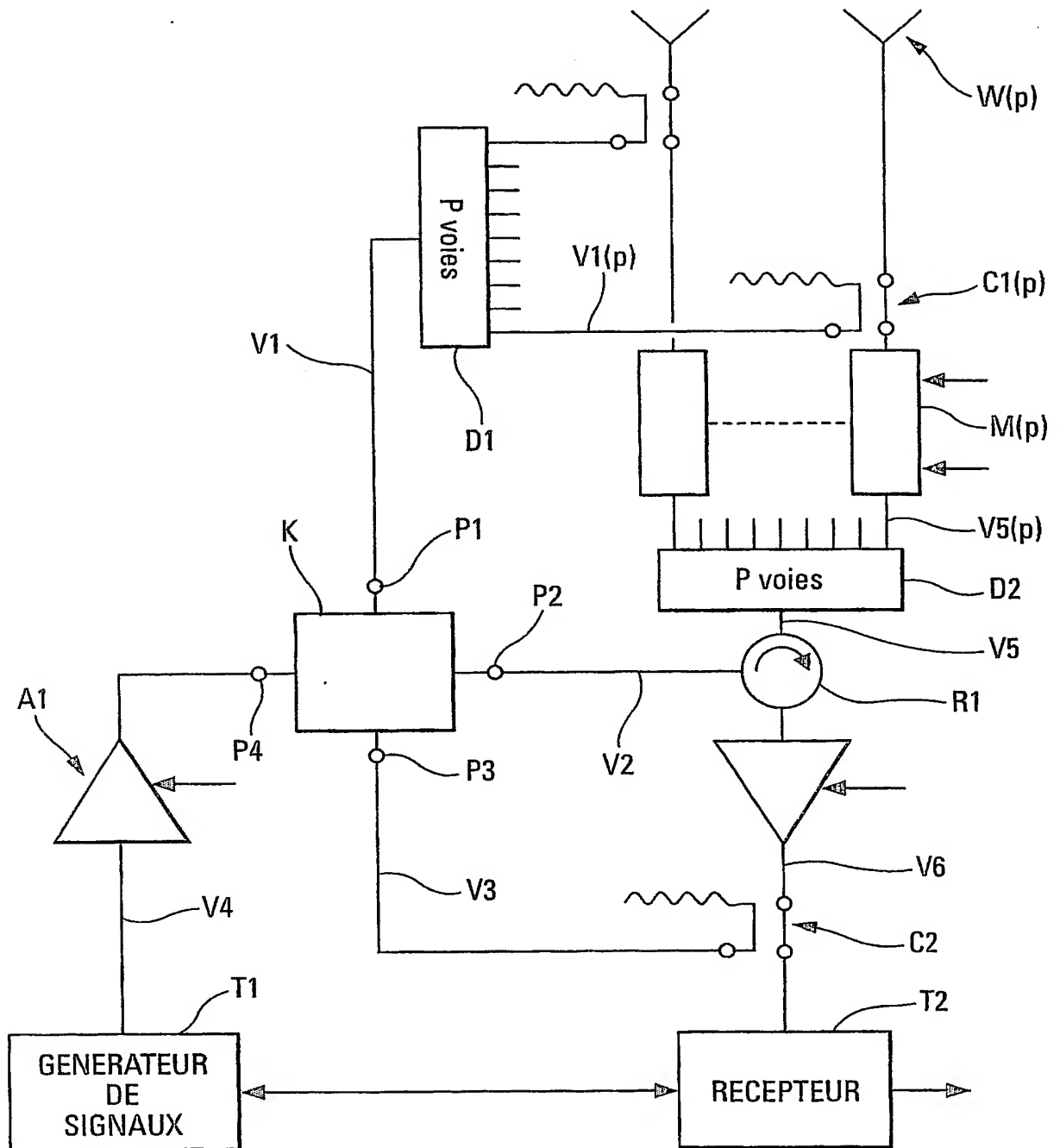


Fig. 7

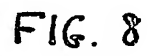


FIG. 8



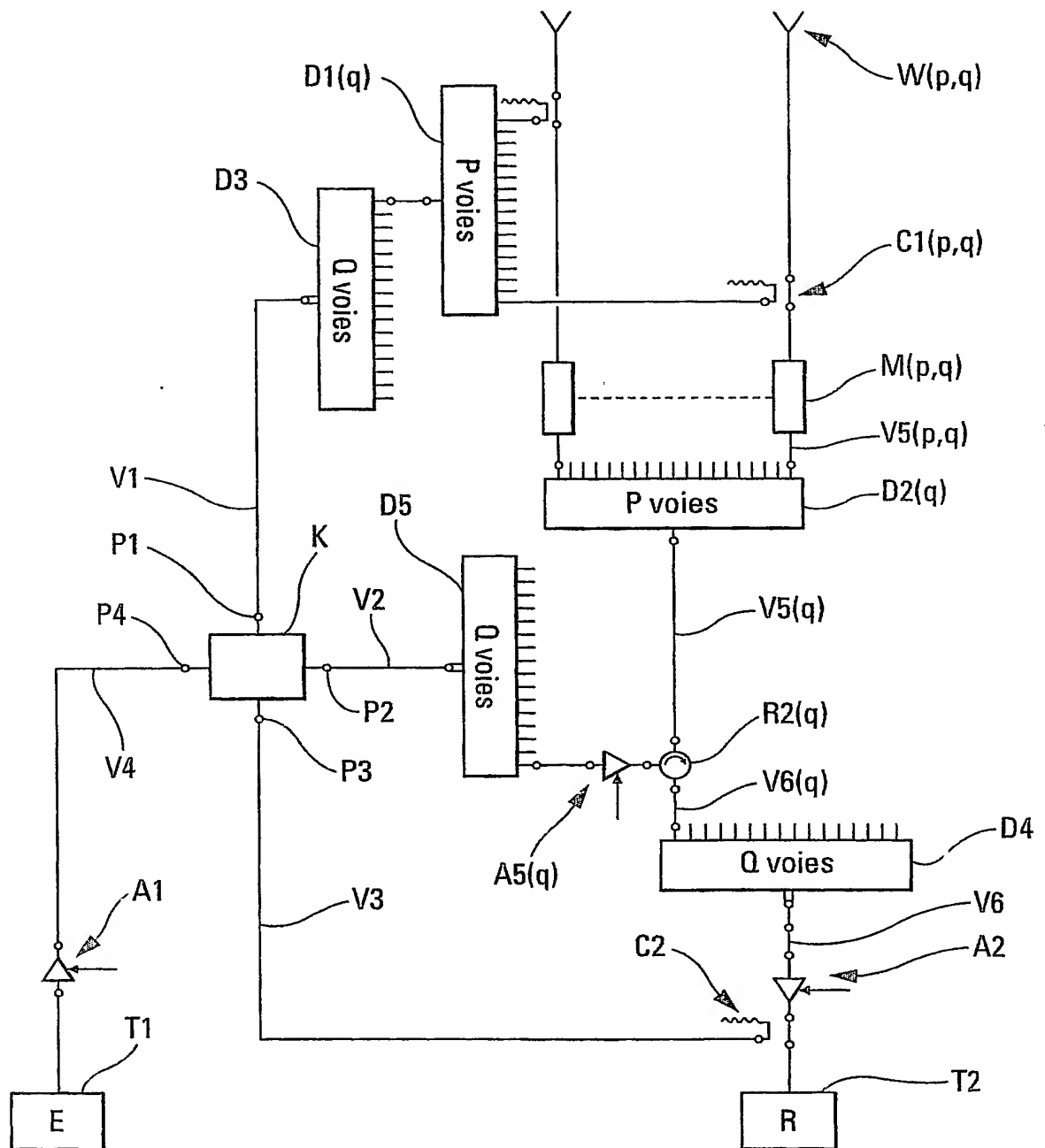


Fig. 8


DÉPARTEMENT DES BREVETS

26 bis, rue de Saint Pétersbourg  
75800 Paris Cedex 08  
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 93 59 30

DÉSIGNATION D'INVENTEUR(S) Page N° 1. / 1.  
(Si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

09 112 W / 260593

13 DEC 2002		02 15 83 9	
Vos références pour le dossier (facultatif)		02 15 83 9	
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL			
TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum) PROCEDE DE CALIBRATION D'UNE SOURCE HYPERFREQUENCE.			
LE(S) DEMANDEUR(S) : THALES			
DESIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) : (Indiquez en haut à droite «Page N° 1/1» S'il y a plus de trois inventeurs, utilisez un formulaire identique et numérotez chaque page en indiquant le nombre total de pages).			
Nom		QUIEVY	
Prénoms		Didier	
Adresse	Rue	THALES INTELLECTUAL PROPERTY 13, Avenue du Président Salvador Allende	
	Code postal et ville	94117	ARCUEIL Cedex
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom			
Prénoms			
Adresse	Rue		
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom			
Prénoms			
Adresse	Rue		
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
DATE ET SIGNATURE(S) DU (DES) DEMANDEUR(S) OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire) 10 DECEMBRE 2002 Ivan CHAPEROT			

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**